

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

2 Priority
Sms 7-1-02
JC978 U.S. PRO
10/084311
02/26/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2001年 3月 1日

出 願 番 号
Application Number:

特願2001-057125

[ST.10/C]:

[JP2001-057125]

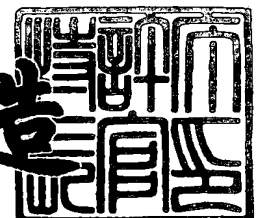
出 願 人
Applicant(s):

株式会社東芝

2002年 1月25日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2002-3001535

【書類名】 特許願

【整理番号】 A000100406

【提出日】 平成13年 3月 1日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H03M 13/00

【発明の名称】 回線品質監視装置及び回線品質監視方法

【請求項の数】 15

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都府中市東芝町 1 番地 株式会社東芝府中事業所内

 【氏名】 猿渡 栄道

【特許出願人】

 【識別番号】 000003078

 【氏名又は名称】 株式会社 東芝

【代理人】

 【識別番号】 100058479

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 鈴江 武彦

 【電話番号】 03-3502-3181

【選任した代理人】

 【識別番号】 100084618

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 村松 貞男

【選任した代理人】

 【識別番号】 100068814

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 坪井 淳

【選任した代理人】

 【識別番号】 100092196

 【弁理士】

【氏名又は名称】 橋本 良郎

【選任した代理人】

【識別番号】 100091351

【弁理士】

【氏名又は名称】 河野 哲

【選任した代理人】

【識別番号】 100088683

【弁理士】

【氏名又は名称】 中村 誠

【選任した代理人】

【識別番号】 100070437

【弁理士】

【氏名又は名称】 河井 将次

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011567

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 回線品質監視装置及び回線品質監視方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号からクロックを抽出するクロック抽出回路と、

前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 1 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 1 の識別器と、

前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 2 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 2 の識別器と、

前記第 1 の識別器の識別結果と前記第 2 の識別器の識別結果との排他的論理和を演算する排他的論理和回路と、

前記排他的論理和回路の出力と前記クロック抽出回路で抽出したクロックとから符号誤り率を算出する誤り率算出部とを備えた回線品質監視装置において、

前記受信信号の振幅を検出する振幅検出回路と、

前記受信信号に含まれる雑音電力を検出する雑音電力検出回路とを備え、

前記第 1 の識別レベルと前記第 2 の識別レベルとの差を、前記振幅検出回路の出力に反比例、前記雑音電力検出回路の出力に比例するように制御することを特徴とする回線品質監視装置。

【請求項 2】 受信信号からクロックを抽出するクロック抽出回路と、

前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 1 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 1 の識別器と、

前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 2 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 2 の識別器と、

前記第 1 の識別器の識別結果と前記第 2 の識別器の識別結果との排他的論理和を演算する排他的論理和回路と、

前記排他的論理和回路の出力と前記クロック抽出回路で抽出したクロックとから符号誤り率を算出する誤り率算出部とを備えた回線品質監視装置において、

前記受信信号の振幅が一定となるように制御する利得可変手段と、

前記受信信号に含まれる雑音電力を検出する雑音電力検出回路とを備え、

前記第 1 の識別レベルと前記第 2 の識別レベルとの差を、前記雑音電力検出回

路の出力に比例するように制御することを特徴とする回線品質監視装置。

【請求項 3】 前記第 2 の識別レベルを、平均値が第 1 の識別レベルである低周波信号を用いて形成し、

前記低周波信号の実効値を、前記振幅検出回路の出力に反比例、前記雑音電力検出回路の出力に比例するように制御することを特徴とする請求項 1 記載の回線品質監視装置。

【請求項 4】 前記第 2 の識別レベルを、平均値が第 1 の識別レベルである低周波信号を用いて形成し、

低周波信号の実効値を、前記雑音電力検出回路の出力に比例するように制御することを特徴とする請求項 2 記載の回線品質監視装置。

【請求項 5】 前記低周波信号は矩形波であることを特徴とする請求項 3 又は 4 記載の回線品質監視装置。

【請求項 6】 前記低周波信号は正弦波であることを特徴とする請求項 3 又は 4 記載の回線品質監視装置。

【請求項 7】 前記低周波信号は疑似ランダムパターンであることを特徴とする請求項 3 又は 4 記載の回線品質監視装置。

【請求項 8】 前記第 2 の識別レベルを、平均値が第 1 の識別レベルである雑音を用いて形成し、

前記雑音成分の分散を、前記振幅検出回路の出力に反比例、前記雑音電力検出回路の出力に比例するように制御することを特徴とする請求項 1 記載の回線品質監視装置。

【請求項 9】 前記第 2 の識別レベルを、平均値が第 1 の識別レベルである雑音を用いて形成し、

前記雑音成分の分散を、前記雑音電力検出回路の出力に比例するように制御することを特徴とする請求項 2 記載の回線品質監視装置。

【請求項 10】 前記利得可変手段は利得可変増幅回路を有することを特徴とする請求項 2 記載の回線品質監視装置。

【請求項 11】 前記利得可変手段は光プリアンプを有することを特徴とする請求項 2 記載の回線品質監視装置。

【請求項 1 2】 前記雑音電力検出回路は、

前記受信信号と前記第 1 の識別器の出力信号との位相を合わせる遅延回路と、

前記受信信号と前記第 1 の識別器の出力信号との振幅を合わせる減衰器と、

前記受信信号から信号成分を除去する引算回路と、

前記引算回路の出力の電力を検出する電力検出回路とを有することを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の回線品質監視装置。

【請求項 1 3】 前記雑音電力検出回路は、

前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 3 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 3 の識別器と、

前記第 1 の識別器の識別結果と前記第 3 の識別器の識別結果との排他的論理和を演算する第 2 の排他的論理和回路と、

前記第 2 の排他的論理和回路の出力の平均値を出力するローパスフィルタとを有することを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の回線品質監視装置。

【請求項 1 4】 受信光信号を異なる識別レベルで識別し、識別後にビット比較を行うことにより符号誤り率を検出する回線品質監視方法において、

前記信号の振幅を検出し、

前記信号に含まれる雑音電力を検出し、

前記識別レベルの差を、前記信号の振幅に反比例、前記信号の雑音電力に比例するように制御することを特徴とする回線品質監視方法。

【請求項 1 5】 受信光信号を異なる識別レベルで識別し、識別後にビット比較を行うことにより符号誤り率を検出する回線品質監視方法において、

前記信号の振幅が一定となるように制御し、

前記信号に含まれる雑音電力を検出し、

前記識別レベルの差を、前記信号の雑音電力に比例するように制御することを特徴とする回線品質監視方法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、光通信システムにおける伝送信号の品質を監視するための回線品質

監視装置及び回線品質監視方法に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

光通信システムにおいては、伝送信号の品質を監視する方法として、送信側でデータフレーム内に誤り検出用のビットを付加して送出し、伝送後に受信側で誤り検出用のビットをチェックする方法がある。この方法は、あらかじめ決められた伝送速度、伝送フォーマットの伝送信号に対する品質監視には非常に有効である。しかし、伝送速度、伝送フォーマットを問わずに信号を多重、伝送することが可能な波長多重光伝送装置においては、送信側で誤り検出用のビットを付加することは容易ではない。

【 0 0 0 3 】

これに対し、誤り検出用のビットを用いず、受信側でのみ伝送信号の品質監視を行う方法として、図 1 6 に示す方法がある。図 1 6 では、まず、受信光信号を受光素子 1 0 1、電流電圧変換器 1 0 2 で電圧信号に変換する。電圧信号は、異なる識別レベルが設定されてある識別器 (A) 1 0 3、識別器 (B) 1 0 4 に入力される。それぞれの識別器は、それぞれの識別レベルと受信信号のレベルとを比較し、タイミング抽出部 1 0 5 で抽出されたクロックの位相で識別を行う。それぞれの識別器の出力は、排他的論理和回路 1 0 6 に入力され、ビット比較される。排他的論理和回路 1 0 6 の出力、およびタイミング抽出部 1 0 5 で抽出されたクロックを、誤り率算出部 1 0 7 に入力し、誤り率を算出する。

【 0 0 0 4 】

図 1 7 に識別器への入力信号レベルと識別レベルとの関係を示す。識別位相における入力信号は、H レベル、L レベルともそれぞれの平均値 μ_H 、 μ_L を中心にして、ある確率密度で分布している。識別器 (A) 1 0 3、識別器 (B) 1 0 4 の識別レベルをそれぞれ V_{th1} 、 V_{th2} とすると、識別位相における入力信号のレベルが V_{th1} 、 V_{th2} の間である場合、識別器 (A) 1 0 3 の出力結果は H レベル、識別器 (B) 1 0 4 の出力結果は L レベルとなり、それぞれの識別器は異なる識別結果を出力することとなる。図中には、入力信号における誤り検出の生じ得る範囲が斜線で示されている。

【 0 0 0 5 】

図 1 8 にビット比較の動作を示す。それぞれの識別器の識別結果が一致している場合には排他的論理和回路 1 0 6 の出力は L レベルとなるが、識別結果が異なる場合には排他的論理和回路 1 0 6 の出力は H レベルとなる。よって、排他的論理和回路 1 0 6 によるビット比較結果が H レベルである場合、誤り率算出部 1 0 7 はそのビットを誤りビットとみなしカウントする。誤り率算出部 1 0 7 は、タイミング抽出部 1 0 5 で抽出されたクロックをカウントし、誤りビットのカウント結果を割ることにより誤り率を算出する。

【 0 0 0 6 】

なお、ビット比較方式に関する技術としては、上述した図 1 6 の例のほかにも、種々なものが知られている。例えば、特開平 2 - 1 4 2 2 4 7 号公報には、入力信号を所定の識別レベルと比較して符号の識別を行うという基本的な技術が開示されている。また、特開平 3 - 1 4 0 0 3 9 号公報のように、入力信号を 2 つの識別器（比較回路）によって並列に受けることによってその入力信号に含まれる雑音成分を検出する機能を備えたものもある。また、特開 2 0 0 0 - 4 2 6 0 号公報には、電圧振幅閾値と位相閾値を設定することにより、入力信号のビットがハイレベルであるかローレベルであるかのビット判定を 2 つのビット判定回路を用いて行う技術が開示されている。

【 0 0 0 7 】

【発明が解決しようとする課題】

例えば、上述した図 1 6 の構成によると、2 つの識別レベル V_{th1} 、 V_{th2} のレベル差を入力信号振幅より十分小さく設定することによって、実際の誤り率をある程度監視することが可能となる。しかしながら、ビット比較方式によって検出される誤り率の検出誤差を小さくするための、識別レベル差の設定条件は明らかでない。

【 0 0 0 8 】

図 1 9 に、最適識別レベルで識別した場合の誤り率 BER と、ビット比較方式によって検出される誤り率 DET の検出誤差 $(DET - BER) / BER$ との関係性を計算した結果を示す。この計算では、マーク率を $1/2$ とし、H レベル、L

レベルはともに同じ分散をもつ正規分布であるとしている。また、最適識別レベル V_{opt} (図 1 7 参照) は、H レベル、L レベルそれぞれの平均値 μ_H と μ_L との中間値としている。ビット比較方式の識別レベルは、 V_{th1} を最適識別レベル V_{opt} とし、 V_{th1} と V_{th2} とのレベル差 ΔV を入力信号振幅 V_{pp} に比例するように設定した場合を仮定している。

【 0 0 0 9 】

図 1 9 より、 $\Delta V / V_{pp}$ を 1 % とすると、誤り率 10^{-10} 付近の回線品質の良い信号に対しては検出誤差が小さいが、回線品質が悪くなるに伴い、検出誤差が大きくなっているのが分かる。また、 $\Delta V / V_{pp}$ を 2 % とすると、誤り率 10^{-6} 付近では検出誤差が小さいが、回線品質が変化するに伴い、検出誤差が大きくなってしまふことが分かる。

【 0 0 1 0 】

このように、識別レベル差 ΔV を入力信号振幅 V_{pp} に比例するように設定すると、例えば誤り率 $10^{-12} \sim 10^{-3}$ のような広い範囲で精度良く回線品質を監視することはできないことになる。

【 0 0 1 1 】

本発明は上記実状に鑑みてなされたものであり、ビット比較方式による回線品質監視の精度を向上させることのできる回線品質監視装置及び回線品質監視方法を提供することを目的とする。

【 0 0 1 2 】

【課題を解決するための手段】

本発明に係る回線品質監視装置は、受信信号からクロックを抽出するクロック抽出回路と、前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 1 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 1 の識別器と、前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 2 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 2 の識別器と、前記第 1 の識別器の識別結果と前記第 2 の識別器の識別結果との排他的論理和を演算する排他的論理和回路と、前記排他的論理和回路の出力と前記クロック抽出回路で抽出したクロックとから符号誤り率を算出する誤り率算出部とを備えた回線品質監視装置において、

前記受信信号の振幅を検出する振幅検出回路と、前記受信信号に含まれる雑音電力を検出する雑音電力検出回路とを備え、前記第 1 の識別レベルと前記第 2 の識別レベルとの差を、前記振幅検出回路の出力に反比例、前記雑音電力検出回路の出力に比例するように制御することを特徴とする。

【 0 0 1 3 】

また、本発明に係る回線品質監視装置は、受信信号からクロックを抽出するクロック抽出回路と、前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 1 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 1 の識別器と、前記クロック抽出回路により抽出したクロックの位相で前記受信信号と第 2 の識別レベルとを比較して識別結果を出力する第 2 の識別器と、前記第 1 の識別器の識別結果と前記第 2 の識別器の識別結果との排他的論理和を演算する排他的論理和回路と、前記排他的論理和回路の出力と前記クロック抽出回路で抽出したクロックとから符号誤り率を算出する誤り率算出部とを備えた回線品質監視装置において、前記受信信号の振幅が一定となるように制御する利得可変手段と、前記受信信号に含まれる雑音電力を検出する雑音電力検出回路とを備え、前記第 1 の識別レベルと前記第 2 の識別レベルとの差を、前記雑音電力検出回路の出力に比例するように制御することを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

また、本発明に係る回線品質監視方法は、受信光信号を異なる識別レベルで識別し、識別後にビット比較を行うことにより符号誤り率を検出する回線品質監視方法において、前記信号の振幅を検出し、前記信号に含まれる雑音電力を検出し、前記識別レベルの差を、前記信号の振幅に反比例、前記信号の雑音電力に比例するように制御することを特徴とする。

【 0 0 1 5 】

また、本発明に係る回線品質監視方法は、受信光信号を異なる識別レベルで識別し、識別後にビット比較を行うことにより符号誤り率を検出する回線品質監視方法において、前記信号の振幅が一定となるように制御し、前記信号に含まれる雑音電力を検出し、前記識別レベルの差を、前記信号の雑音電力に比例するように制御することを特徴とする。

【0016】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明の実施形態を説明する。

(第1の実施形態)

本発明の第1の実施形態による回線品質監視装置の構成を図1に示す。

図1において、受信光信号は受光素子1、電流電圧変換器2で電圧信号に変換され、異なる識別レベルが設定されてある識別器(A)3、識別器(B)4、および振幅検出部(振幅検出回路)5、雑音電力検出部(雑音電力検出回路)6に入力される。以下、この電圧信号を入力信号と呼ぶこととする。

【0017】

識別器(A)3の識別レベル V_{th1} 、識別器(B)4の識別レベル V_{th2} は、直流電源などを用いて形成される。なお、識別器(A)3の識別レベル V_{th1} は、最適識別レベル、あるいは入力信号のHレベルとLレベルの中間値となるよう設定される。

【0018】

振幅検出部5は、入力信号の振幅を検出し、振幅を示す信号を識別レベル制御部7へ出力する。雑音電力検出部6は、入力信号に含まれる雑音電力を検出し、雑音電力を示す信号を識別レベル制御部7へ出力する。

【0019】

識別レベル制御部7は、識別器(A)3の識別レベル V_{th1} と識別器(B)4の識別レベル V_{th2} とのレベル差 ΔV が、振幅検出部5の出力に反比例し、雑音電力検出部6の出力に比例するように V_{th2} を制御する。ここでの制御(演算処理を含む)は、例えばアナログ回路を用いて実現することができるし、ソフトウェアを用いても実現することができる。

【0020】

識別器(A)3、識別器(B)4は、それぞれの識別レベルと受信信号のレベルとを比較し、タイミング抽出部(クロック抽出回路)8で抽出されたクロックの位相で識別を行う。それぞれの識別器の出力は、排他的論理和回路9に入力され、ビット比較される。識別器(A)3、識別器(B)4の識別結果が一致して

いる場合には排他的論理和回路 9 の出力は L レベルとなるが、識別結果が異なる場合には排他的論理和回路 9 の出力は H レベルとなる。

【 0 0 2 1 】

誤り率算出部 1 0 は、排他的論理和回路 9 の出力ビットと、タイミング抽出部 8 で抽出されたクロックとをカウントし、誤り率を算出する。

【 0 0 2 2 】

図 2 に、実際の誤り率と、ビット比較方式で検出される誤り率との関係を示す。識別位相における入力信号の H レベル、L レベルは、平均値がそれぞれ μ_H 、 μ_L 、分散がともに σ の正規分布としている。このとき、最適識別レベル V_{opt} は、 μ_H と μ_L との中間値となる。

【 0 0 2 3 】

V_{opt} で識別した場合、誤りとなるのは L レベルでは図 2 中の a の部分であり、H レベルでは b の部分である。よって、実際の誤り率 BER は a の部分と b の部分の和であり、次の式 (1) で与えられる。ただし、マーク率は $1/2$ とし、 μ_H と μ_L とのレベル差、つまり入力信号振幅を V_{pp} としている。

【 0 0 2 4 】

【数 1】

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \quad \dots (1)$$

【 0 0 2 5 】

ビット比較方式では、識別位相における入力信号のレベルが V_{th1} 、 V_{th2} の間のレベルである場合、識別器 (A) 3 と識別器 (B) 4 は異なる識別結果を出力することとなる。排他的論理和回路 9 は、識別器 (A) 3、識別器 (B) 4 の識別結果をビット比較し、一致しない場合に H レベルを出力するため、誤り率算出部 1 0 はそのビットを誤りビットとみなしカウントする。誤りとして検出されるのは、H レベルでは図 2 の c の部分であり、L レベルでは d の部分を V_{opt} に対して折り返した部分に相当する。よって、検出される誤り率 DET は c の部分と d の部分の和であり、次の式 (2) で与えられる。

【0026】

【数2】

$$DET = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_{pp} - 2\Delta V}{2\sqrt{2}\sigma}\right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_{pp} + 2\Delta V}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \quad \dots (2)$$

【0027】

BER < 10⁻³、 $\Delta V \ll V_{pp}$ と近似して、式(1)、式(2)が等しくなる ΔV ($= \Delta V_{opt}$)を求めると、次の式(3)が得られる。

【0028】

【数3】

$$\Delta V_{opt} \approx \frac{2\sigma^2 \sinh^{-1}(1)}{V_{pp}} \quad \dots (3)$$

【0029】

式(3)より、 ΔV_{opt} は入力信号振幅 V_{pp} に反比例し、分散の自乗 σ^2 に比例することが分かる。

【0030】

図3に、最適識別レベルで識別した場合の誤り率BERと、 ΔV を式(3)で与えられる ΔV_{opt} とした場合の検出誤差($DET - BER$)/BERとの関係を計算した結果を示す。図19と比較して、広い誤り率の範囲にわたって高い精度で誤り率を検出できることが分かる。よって、 ΔV が振幅検出部5の出力に反比例、雑音電力検出部6の出力に比例するよう、識別器(B)4の識別レベル V_{th2} を制御することにより、広い誤り率の範囲にわたって、誤り率算出部10における検出誤差を小さくできる。

【0031】

図4に雑音電力検出部6の第1の構成例を示し、図5に雑音電力検出部6の動作原理を示す。遅延回路6aにより入力信号を遅延させ、識別器(A)3の出力と位相を合わせる。識別器(A)3の出力を可変アッテネータ6bに入力し、識別器(A)3の出力振幅を入力信号の振幅と同じレベルになるよう制御する。位

相、振幅のそろった入力信号と識別器（A）3の出力とを引算回路6cに入力することにより、入力信号から信号成分のみを除去し、雑音成分だけを抽出する。引算回路6cから出力される雑音成分を電力検出回路6dに入力し、雑音電力に比例した電圧を出力する。

【0032】

図6に雑音電力検出部の第2の構成例を示す。入力信号を、識別器（A）3と同じ識別位相、異なる識別レベル V_{th3} で識別する識別器（C）6eと、識別器（C）6eの出力結果と識別器（A）3の出力結果とのビット比較を行う排他的論理和回路6fと、ローパスフィルタ6gとから構成される。入力信号レベルが識別レベル V_{th1} と V_{th3} の間のレベルである場合、排他的論理和回路6fからパルスが出力される。雑音電力が増加すると排他的論理和回路6fの出力のパルスの数が増加する。よって、ローパスフィルタ6gで排他的論理和回路6fの出力の平均値を得ることにより、入力信号の雑音電力に対応した値を出力することができる。

【0033】

図7に識別レベル V_{th1} と V_{th3} のレベル差 ΔV_{ref} を V_{pp} の0.35倍としたときの、入力信号の信号電力対雑音電力比の変化に対する雑音電力検出部6の出力の計算結果を示す。なお、図7の縦軸は、排他的論理和回路6fの出力がHレベルのときに、1となるよう正規化している。また、横軸の信号電力対雑音電力比は、誤り率 $10^{-14} \sim 10^{-3}$ に対応する16dB \sim 24dBの範囲で計算されている。図7より、図6の雑音電力検出部の出力は、 ΔV_{ref} と V_{pp} の比を一定とすることにより、雑音電力に相当する電圧を出力することが可能であることが分かる。

【0034】

このように第1の実施形態によれば、振幅検出部5によって入力信号の振幅を検出し、雑音電力検出部6によって入力信号に含まれる雑音電力（信号の分散）を検出し、識別レベル制御部7によって識別器（A）3の識別レベル V_{th1} と識別器（B）4の識別レベル V_{th2} とのレベル差 ΔV が、振幅検出部5の出力に反比例し、雑音電力検出部6の出力に比例するように V_{th2} を制御しているので、

広い誤り率の範囲にわたって検出誤差を小さくすることが可能となる。

【0035】

(第2の実施形態)

図8に本発明の第2の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す。なお、前述の実施形態と共通する構成要素には同一の符号を付し、その具体的な説明を省略する。

【0036】

図1に示した第1の実施形態との違いは、識別器(B)4の識別レベル V_{th2} を、 V_{opt} を中心(平均値)とした低周波信号を用いて形成している点である。すなわち、識別レベル制御部7は、低周波信号源11から発生する低周波信号の実効値(もしくは振幅)を、振幅検出部5の出力に反比例し、雑音電力検出部6の出力に比例するように制御する。こうして制御された低周波信号は識別器(B)4に供給される。

【0037】

図9に図8の回線品質監視装置の動作原理を示す。第1の実施形態と同様に、入力信号レベルが識別レベル V_{th1} と V_{th2} の間にある場合に誤りとして検出される。よって、低周波信号成分の実効値を ΔV_{rms} とすると、検出される誤り率DETは図9のeの部分とfの部分の和に相当し、式(2)より次の式(4)で与えられる。

【0038】

【数4】

$$DET = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_{pp} - 2\Delta V_{rms}}{2\sqrt{2}\sigma}\right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_{pp} + 2\Delta V_{rms}}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \quad \dots (4)$$

【0039】

よって、第1の実施形態の場合と同様に $BER < 10^{-3}$ 、 $\Delta V_{rms} \ll V_{pp}$ と近似して、式(1)、式(4)が等しくなる $\Delta V_{rms} (= \Delta V_{rms_opt})$ を求めると、前述の式(3)と同様な結果が得られる。

【0040】

例えば、低周波信号として矩形パルスを用いる場合、矩形パルスの振幅が式（3）で与えられる ΔV_{opt} の2倍となるよう制御するとよい。また、低周波信号として正弦波を用いる場合、正弦波の振幅が式（3）で与えられる ΔV_{opt} の2の平方根倍となるよう制御するとよい。さらに、低周波信号は繰返し波形だけではなく、疑似ランダムパターン、あるいは他の通信に利用している低速データを用いても良い。

【0041】

このように第2の実施形態によれば、低周波信号源11から発生する低周波信号の実効値（もしくは振幅）を、振幅検出部5の出力に反比例し、雑音電力検出部6の出力に比例するように制御することによって、識別レベル V_{th2} を形成しているのので、前述の実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0042】

（第3の実施形態）

図10に本発明の第3の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す。なお、前述の実施形態と共通する構成要素には同一の符号を付し、その具体的な説明を省略する。

【0043】

図10では、識別器（B）4の識別レベル V_{th2} を、 V_{opt} を中心（平均値）としたランダム雑音を用いて形成している。すなわち、識別レベル制御部7は、可変雑音源12から出力されるランダム雑音の分散を、振幅検出部5の出力に反比例し、雑音電力検出部6の出力に比例するように制御する。こうして制御されたランダム雑音は識別器（B）4に供給される。

【0044】

図11に図10の回線品質監視装置の動作原理を示す。第1、第2の実施形態と同様に、入力信号レベルが識別レベル V_{th1} と V_{th2} の間にある場合に誤りとして検出される。ここで、 V_{th2} を形成するランダム雑音の分布を分散 σ_{th} の正規分布とすると、ランダム雑音の実効値は σ_{th} となる。よって、検出される誤り率DETは図11のgの部分とhの部分の和に相当し、式（2）より次の式（5）で与えられる。

【0045】

【数5】

$$DET = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_{pp} - 2\sigma_{th}}{2\sqrt{2}\sigma}\right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_{pp} + 2\sigma_{th}}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \quad \dots (5)$$

【0046】

よって、第1, 第2の実施形態の場合と同様に $BER < 10^{-3}$ 、 $\sigma_{th} \ll V_{pp}$ と近似して、式(1), 式(5)が等しくなる $\sigma_{th} (= \Delta \sigma_{th_opt})$ を求めると、前述の式(3)と同様な結果が得られる。

【0047】

図12に可変雑音源12の第1の構成例を示す。識別レベル制御部7の出力により、可変抵抗12aの抵抗値を変化させて熱雑音を制御することにより、可変雑音源を実現することができる。

【0048】

図13に可変雑音源12の第2の構成例を示す。定雑音源12bで発生した雑音を帯域可変のローパスフィルタ12cに入力する。識別レベル制御部7の出力により、ローパスフィルタ12cの帯域を変化させて雑音帯域を制御することにより、可変雑音源を実現することができる。

【0049】

このように第3の実施形態によれば、可変雑音源12から出力されるランダム雑音の分散を、振幅検出部5の出力に反比例し、雑音電力検出部6の出力に比例するように制御することによって、識別レベル V_{th2} を形成しているので、前述の実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0050】

(第4の実施形態)

図14に本発明の第4の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す。なお、前述の実施形態と共通する構成要素には同一の符号を付し、その具体的な説明を省略する。

【 0 0 5 1 】

図 1 4 では、電流電圧変換器 2 の後段に利得可変アンプ 1 3 を配置し、利得可変アンプ 1 3 の出力振幅が一定となるように、利得可変アンプ 1 3 の利得を振幅検出部 5 の出力でフィードバック制御する構成としている。この構成により、識別回路 (A) 3、識別回路 (B) 4 への入力信号振幅が一定となるため、識別レベル制御部 7 は雑音電力検出部 6 の出力に比例するよう制御することにより、上記各実施形態と同様の効果を得ることができる。なお、識別レベル発生部 1 4 としては、図 1 に示す直流電源を使用してもよく、図 8 に示す低周波信号源 1 1 を使用してもよく、図 1 0 に示す可変雑音源 1 2 を使用してもよい。

【 0 0 5 2 】

(第 5 の実施形態)

図 1 5 に本発明の第 5 の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す。なお、前述の実施形態と共通する構成要素には同一の符号を付し、その具体的な説明を省略する。

図 1 5 では、受光素子 1 の前段に光プリアンプ 1 5 を配置し、振幅検出部 5 で検出される振幅が一定となるように光プリアンプ 1 5 の利得を制御する構成としている。この構成により、識別回路 (A) 3、識別回路 (B) 4 への入力信号振幅が一定となるため、第 4 の実施形態 (図 1 4) と同様の効果を得ることができる。なお、識別レベル発生部 1 4 は、図 1 に示す直流電源を使用してもよく、図 8 に示す低周波信号源 1 1 を使用してもよく、また、図 1 0 に示す可変雑音源 1 2 を使用してもよい。

【 0 0 5 3 】

本発明は、上述した各実施形態に限定されるものではなく、その要旨の範囲で種々変形して実施することが可能である。

【 0 0 5 4 】

【発明の効果】

以上詳記したように本発明によれば、広い範囲の誤り率を高精度で検出することが可能な回線品質監視装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す図。

【図 2】

実際の誤り率とビット比較方式で検出される誤り率との関係を示す図。

【図 3】

最適識別レベルで識別した場合の誤り率と検出誤差との関係を計算した結果を示す図。

【図 4】

雑音電力検出部の第 1 の構成例を示す図。

【図 5】

雑音電力検出部の動作原理を説明するための図。

【図 6】

雑音電力検出部の第 2 の構成例を示す図。

【図 7】

入力信号の信号電力対雑音電力比の変化に対する雑音電力検出部出力の計算結果を示す図。

【図 8】

本発明の第 2 の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す図。

【図 9】

図 8 の回線品質監視装置の動作原理を示す図。

【図 1 0】

本発明の第 3 の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す図。

【図 1 1】

図 1 0 の回線品質監視装置の動作原理を示す図。

【図 1 2】

可変雑音源の第 1 の構成例を示す図。

【図 1 3】

可変雑音源の第 2 の構成例を示す図。

【図 1 4】

本発明の第 4 の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す図。

【図 1 5】

本発明の第 5 の実施形態による回線品質監視装置の構成を示す図。

【図 1 6】

従来の回線品質監視装置の構成を示す図。

【図 1 7】

識別器への入力信号レベルと識別レベルとの関係を示す図。

【図 1 8】

ビット比較の動作を説明するための図。

【図 1 9】

最適識別レベルで識別した場合の誤り率とビット比較方式によって検出される誤り率の検出誤差との関係を計算した結果を示す。

【符号の説明】

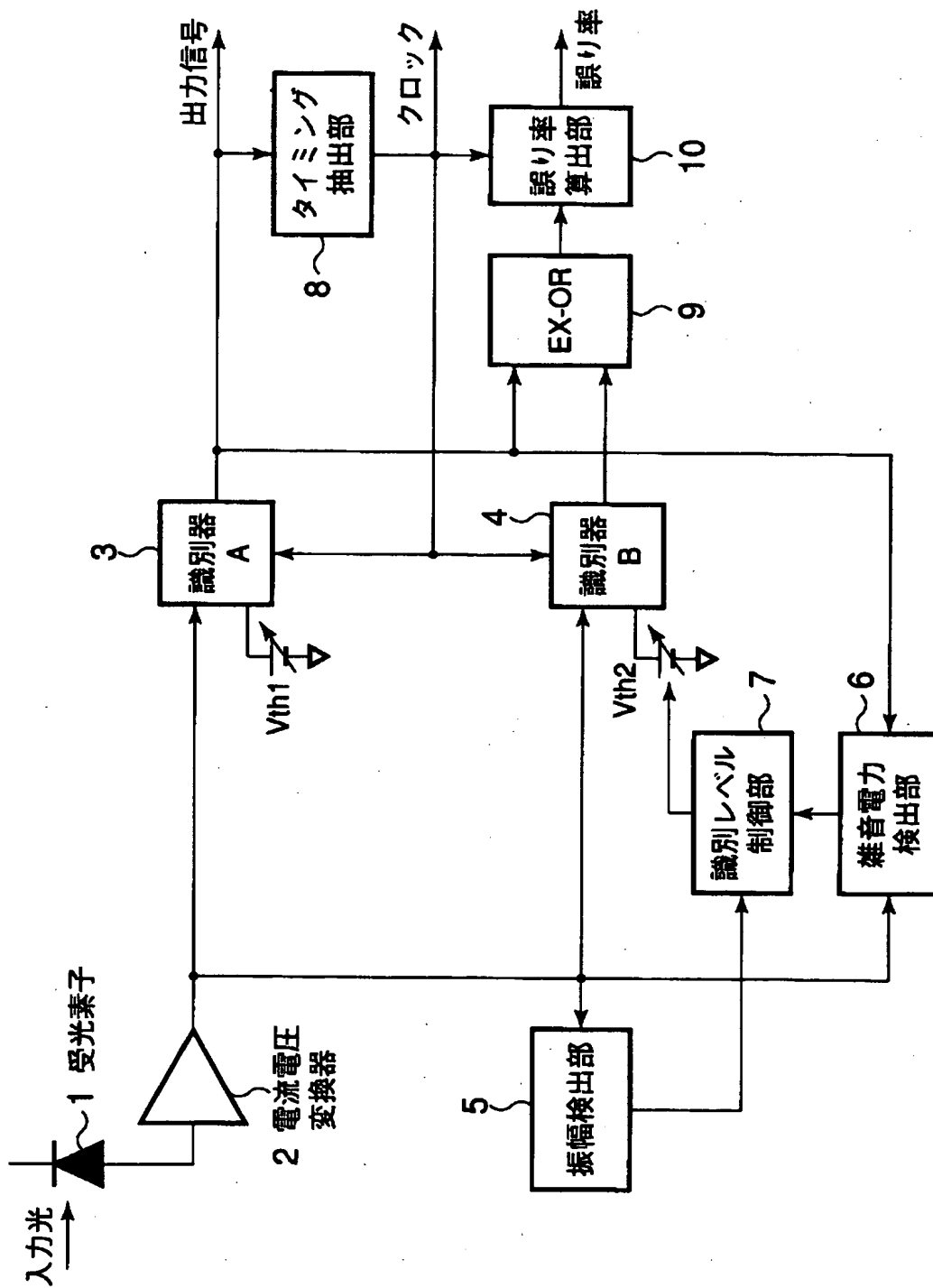
- 1 … 受光素子
- 2 … 電流電圧変換器
- 3 … 識別器 (A)
- 4 … 識別器 (B)
- 5 … 振幅検出部
- 6 … 雑音電力検出部
- 6 a … 遅延回路
- 6 b … 可変アッテネータ
- 6 c … 引算回路
- 6 d … 電力検出回路
- 6 e … 識別器 (C)
- 6 f … 排他的論理和回路
- 6 g … ローパスフィルタ
- 7 … 識別レベル制御部
- 8 … タイミング抽出部
- 9 … 排他的論理和回路

- 1 0 … 誤り率算出部
- 1 1 … 低周波信号源
- 1 2 … 可変雑音源
- 1 2 a … 可変抵抗
- 1 2 b … 定雑音源
- 1 2 c … 可変ローパスフィルタ
- 1 3 … 利得可変アンプ
- 1 4 … 識別レベル発生部
- 1 5 … 光プリアンプ
- 1 0 1 … 受光素子
- 1 0 2 … 電流電圧変換器
- 1 0 3 … 識別器 (A)
- 1 0 4 … 識別器 (B)
- 1 0 5 … タイミング抽出部
- 1 0 6 … 排他的論理和回路
- 1 0 7 … 誤り率算出部

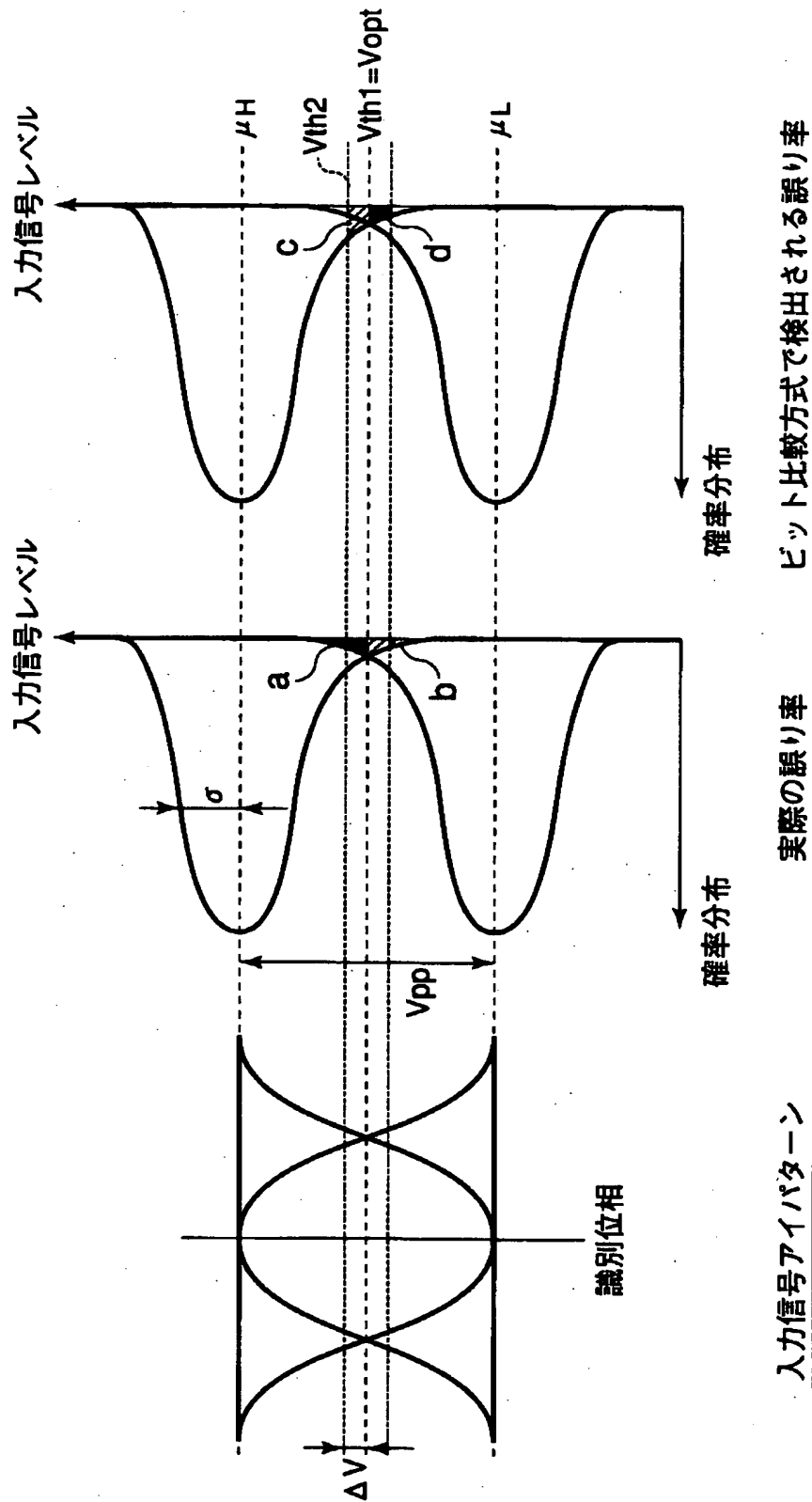
【書類名】

図面

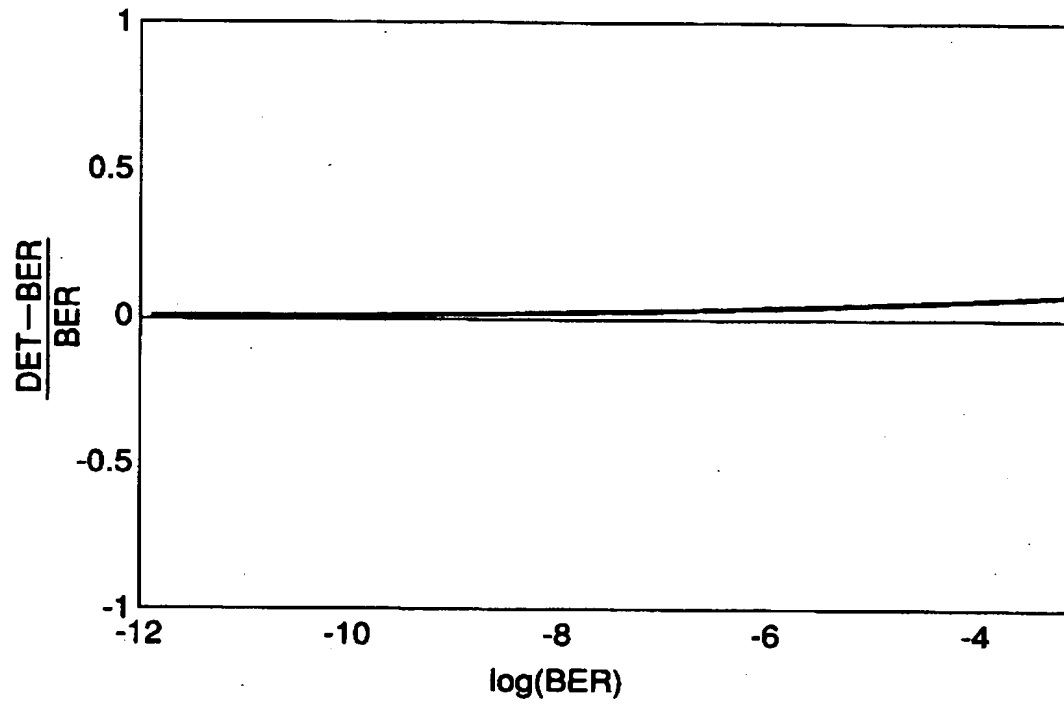
【図 1】



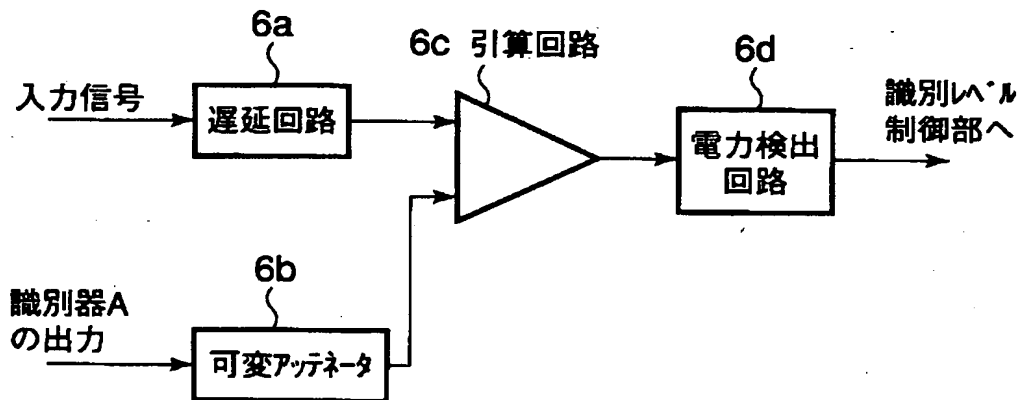
【図 2】



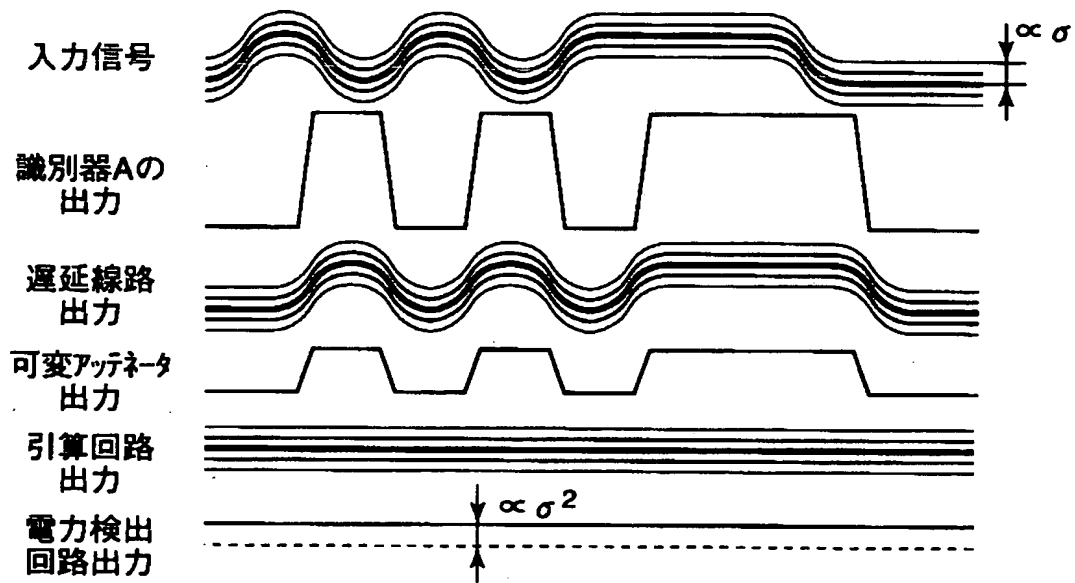
【図 3】



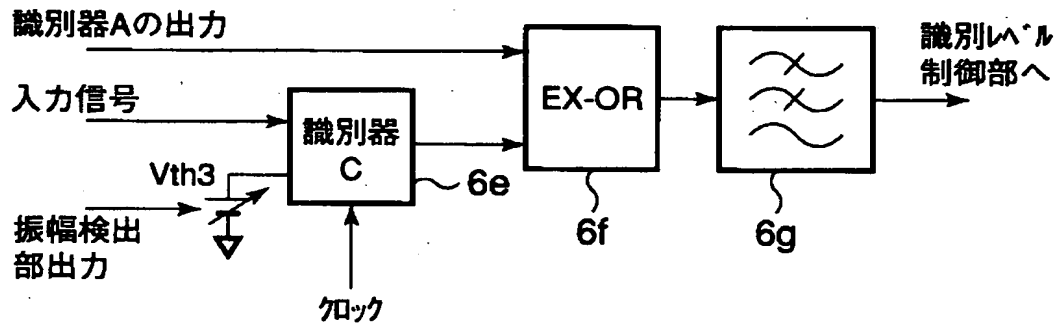
【図 4】



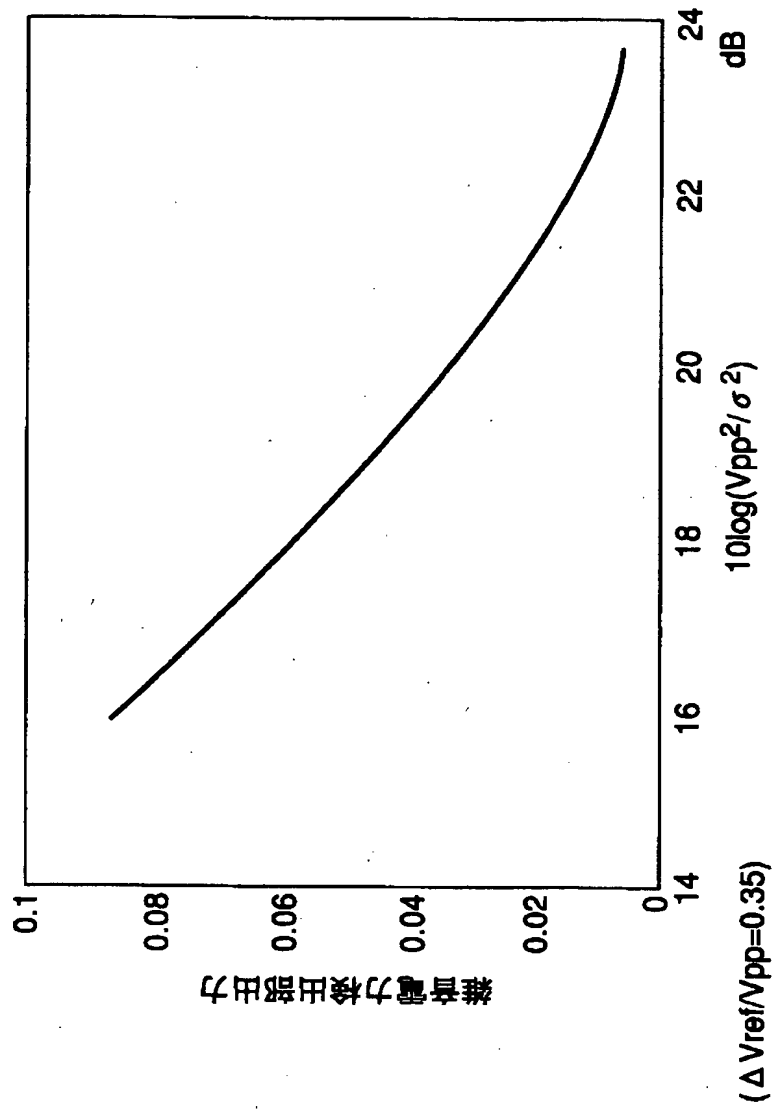
【図 5】



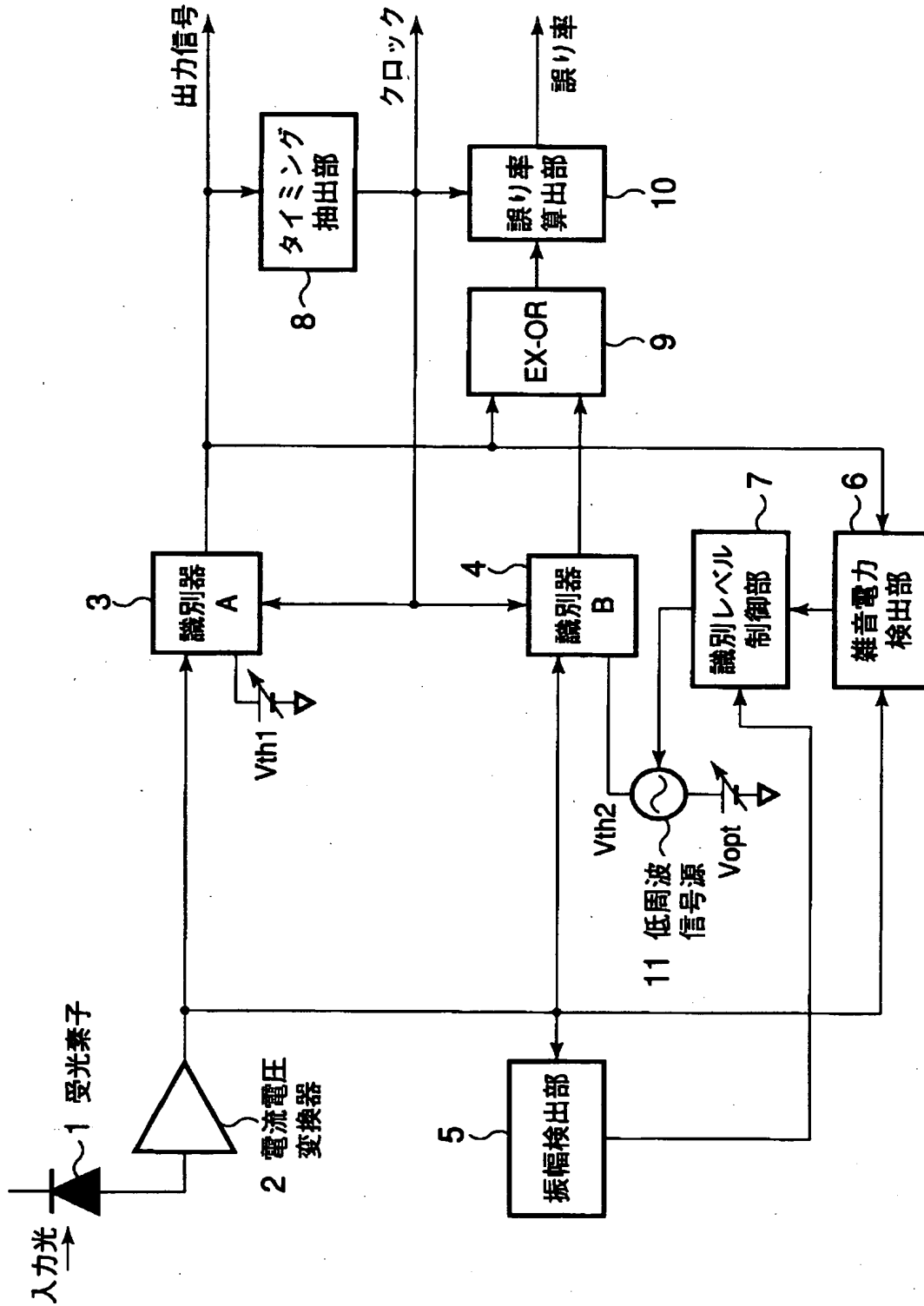
【図 6】



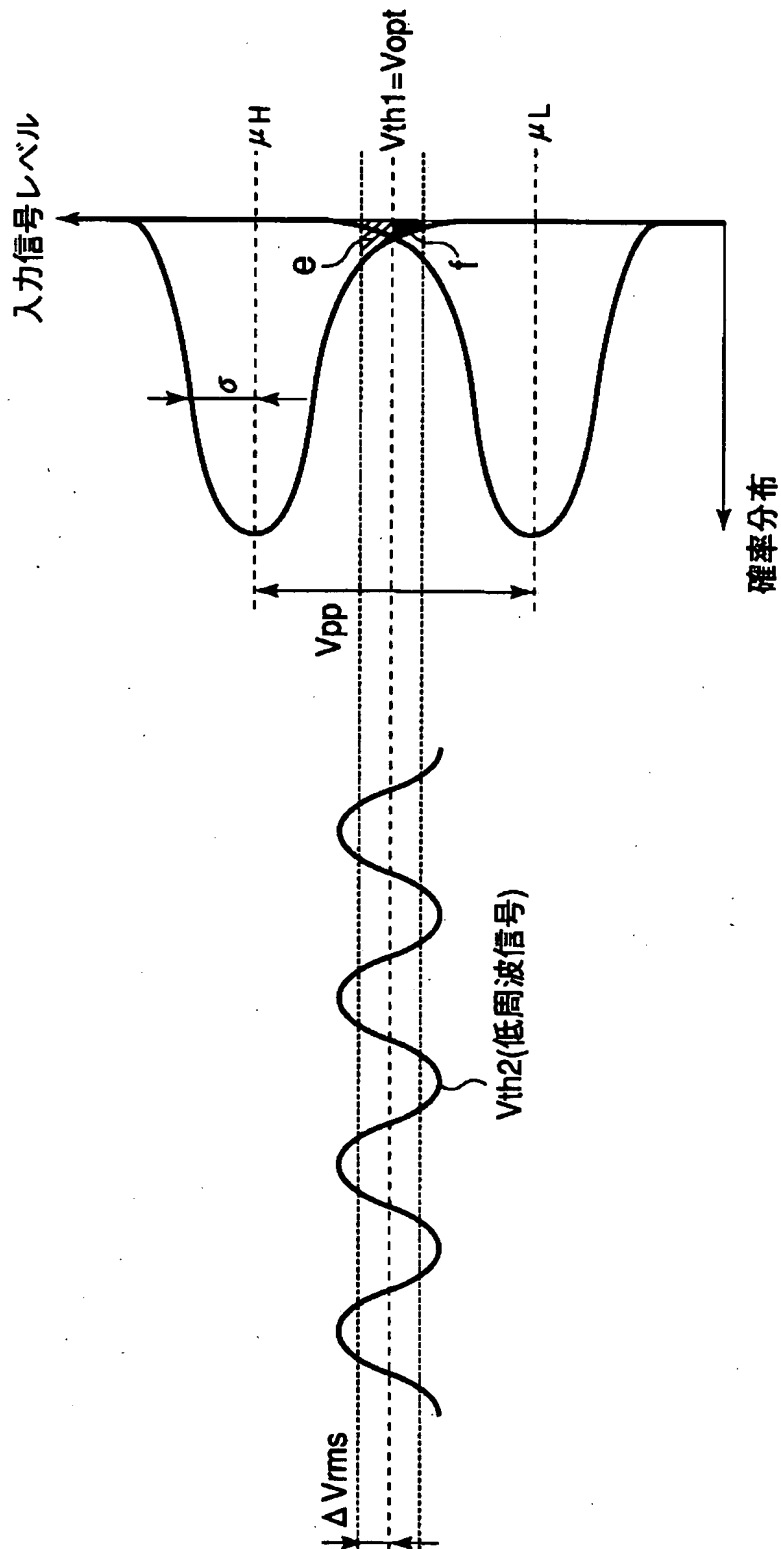
【図 7】



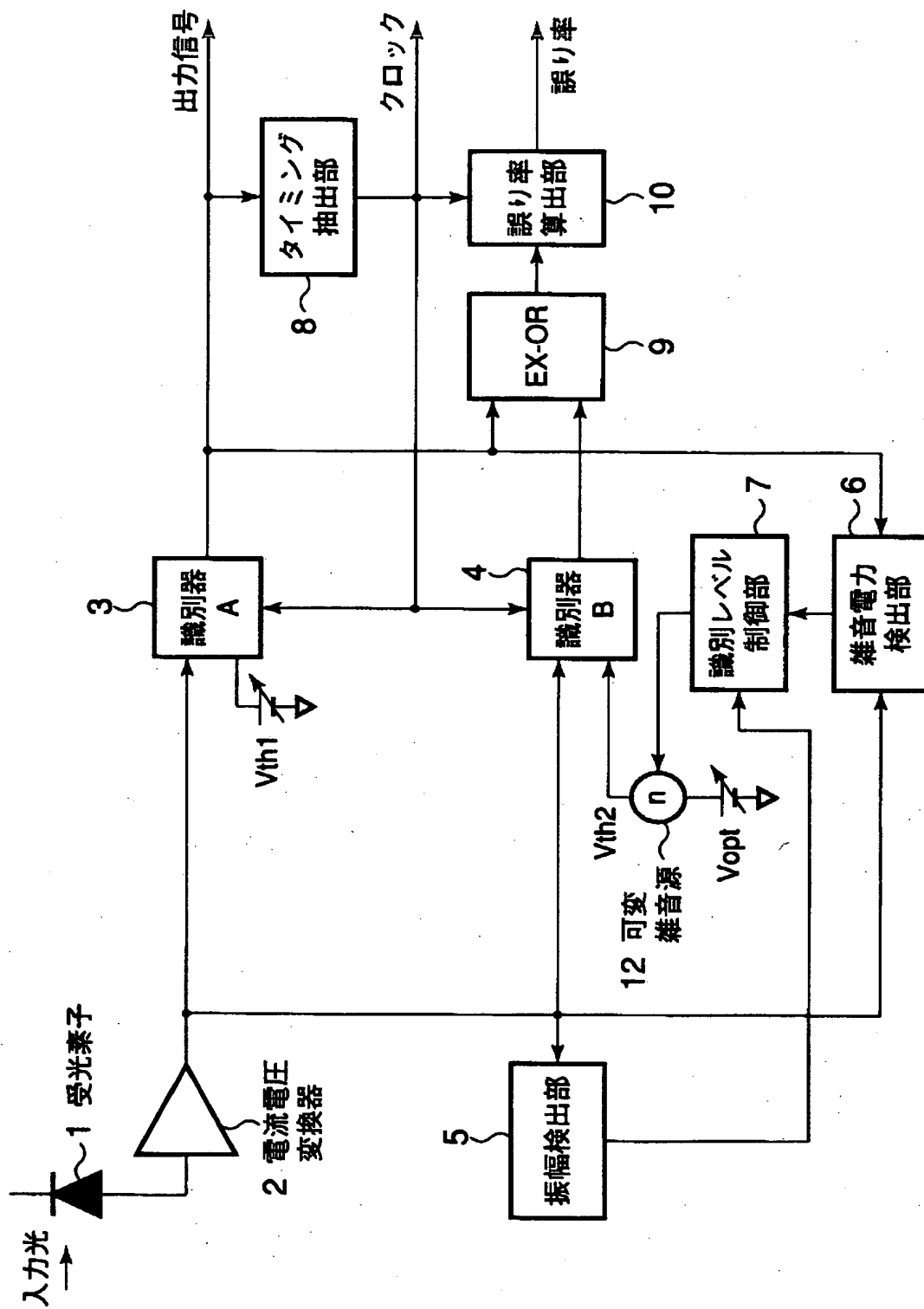
【図 8】



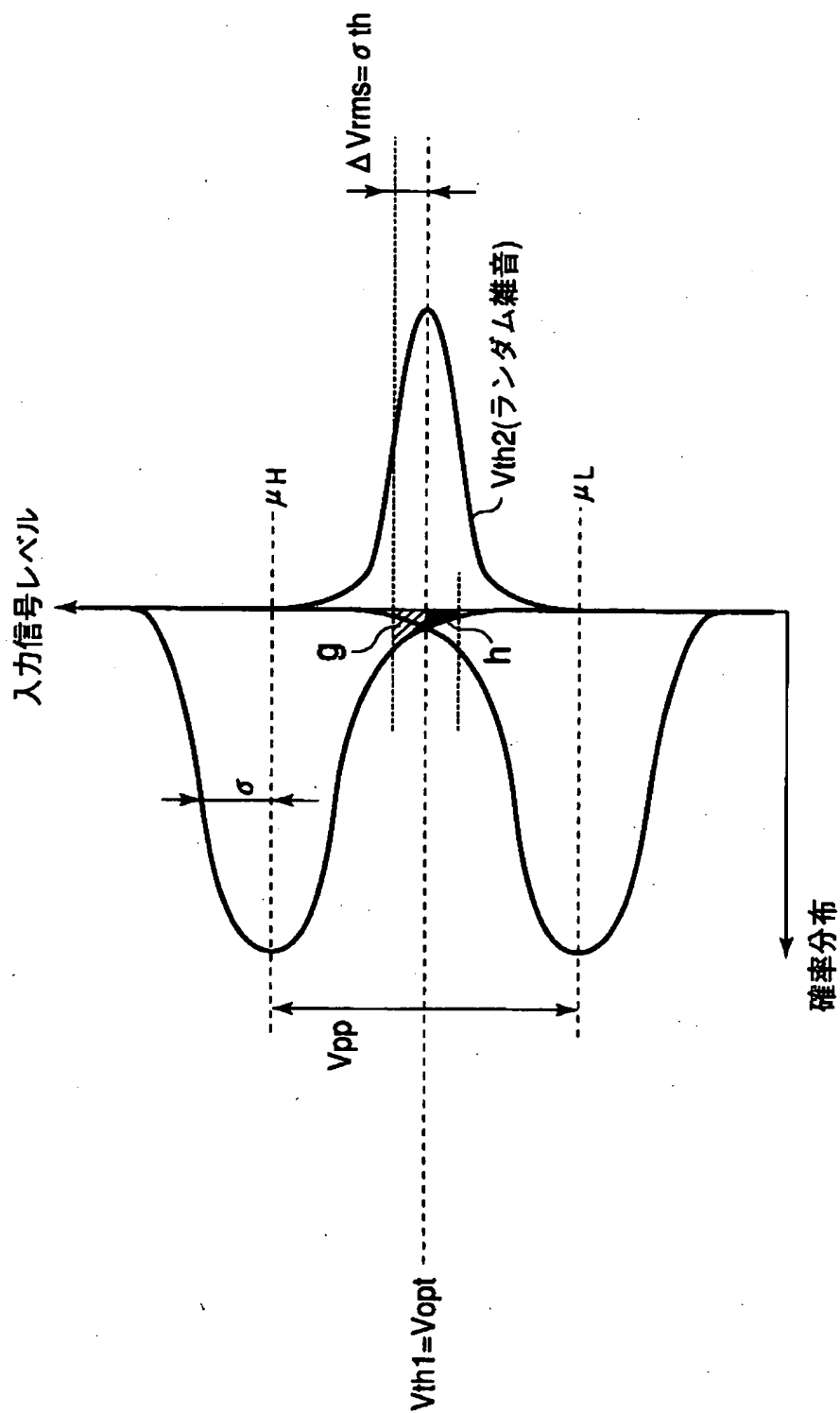
【図9】



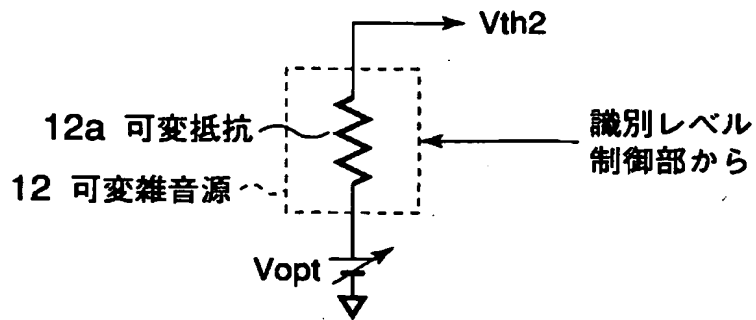
【図 10】



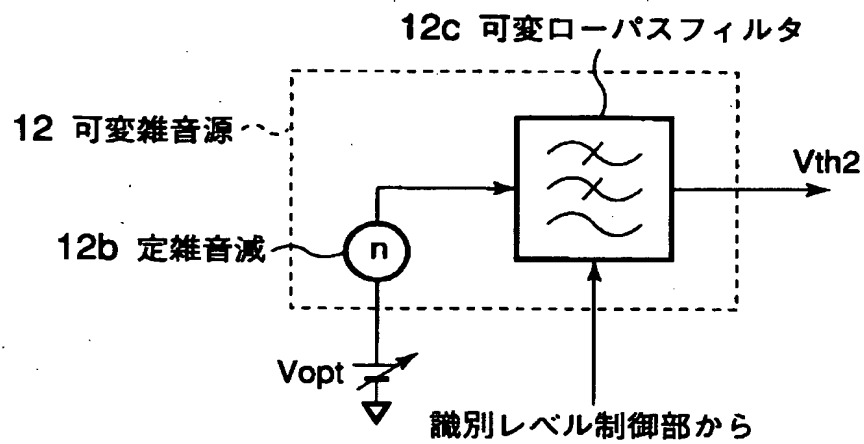
【図 11】



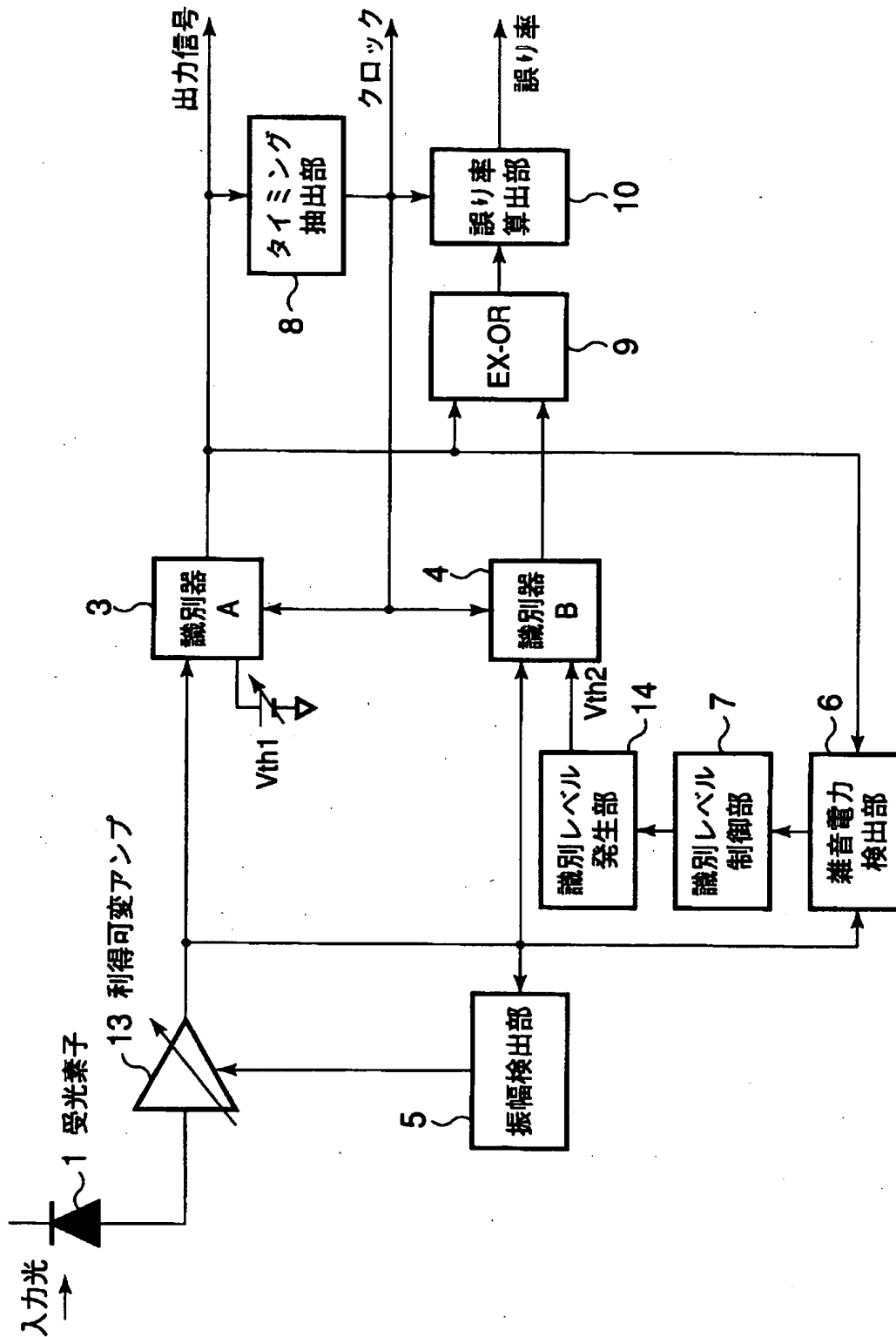
【図 12】



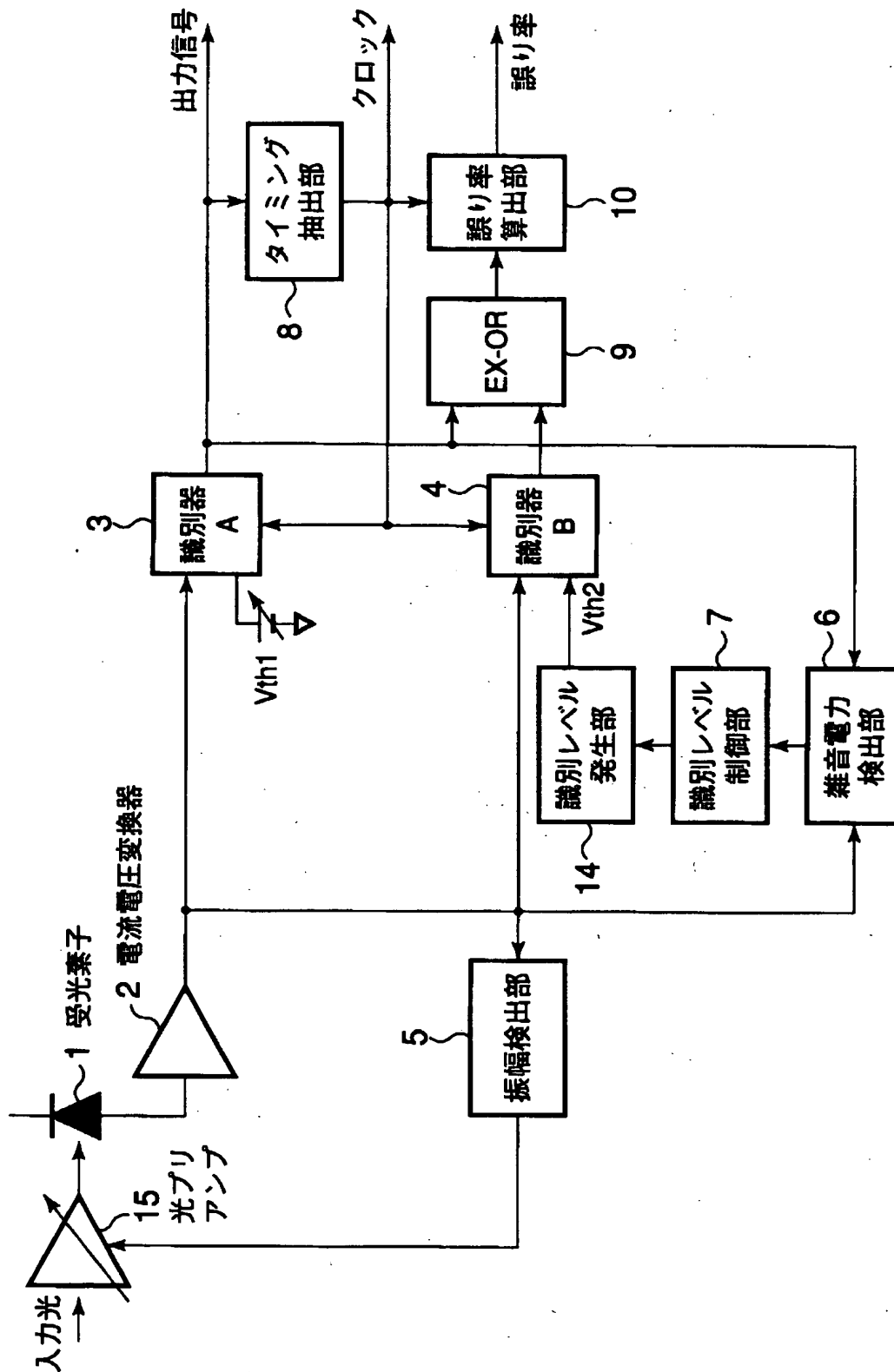
【図 13】



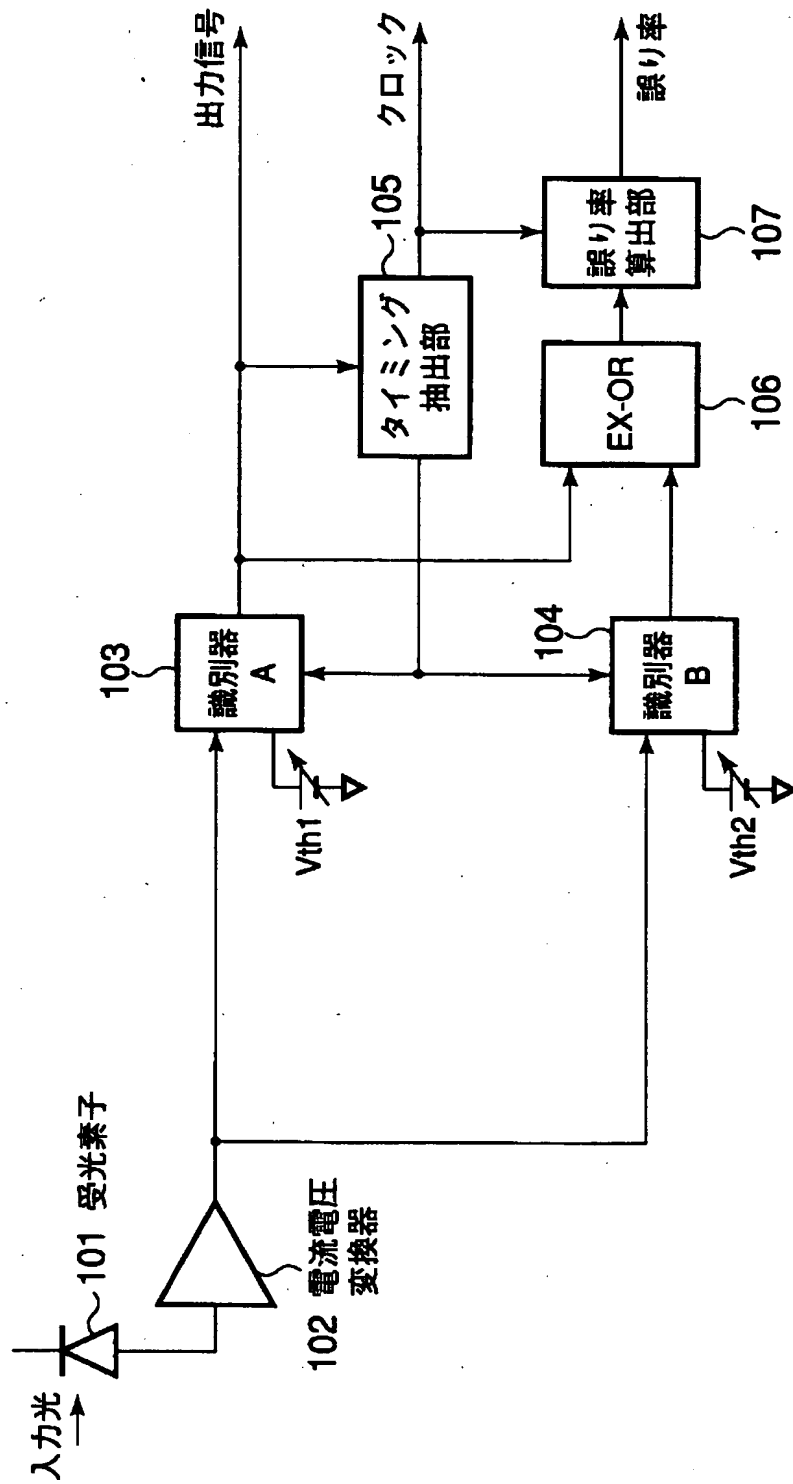
【図 14】



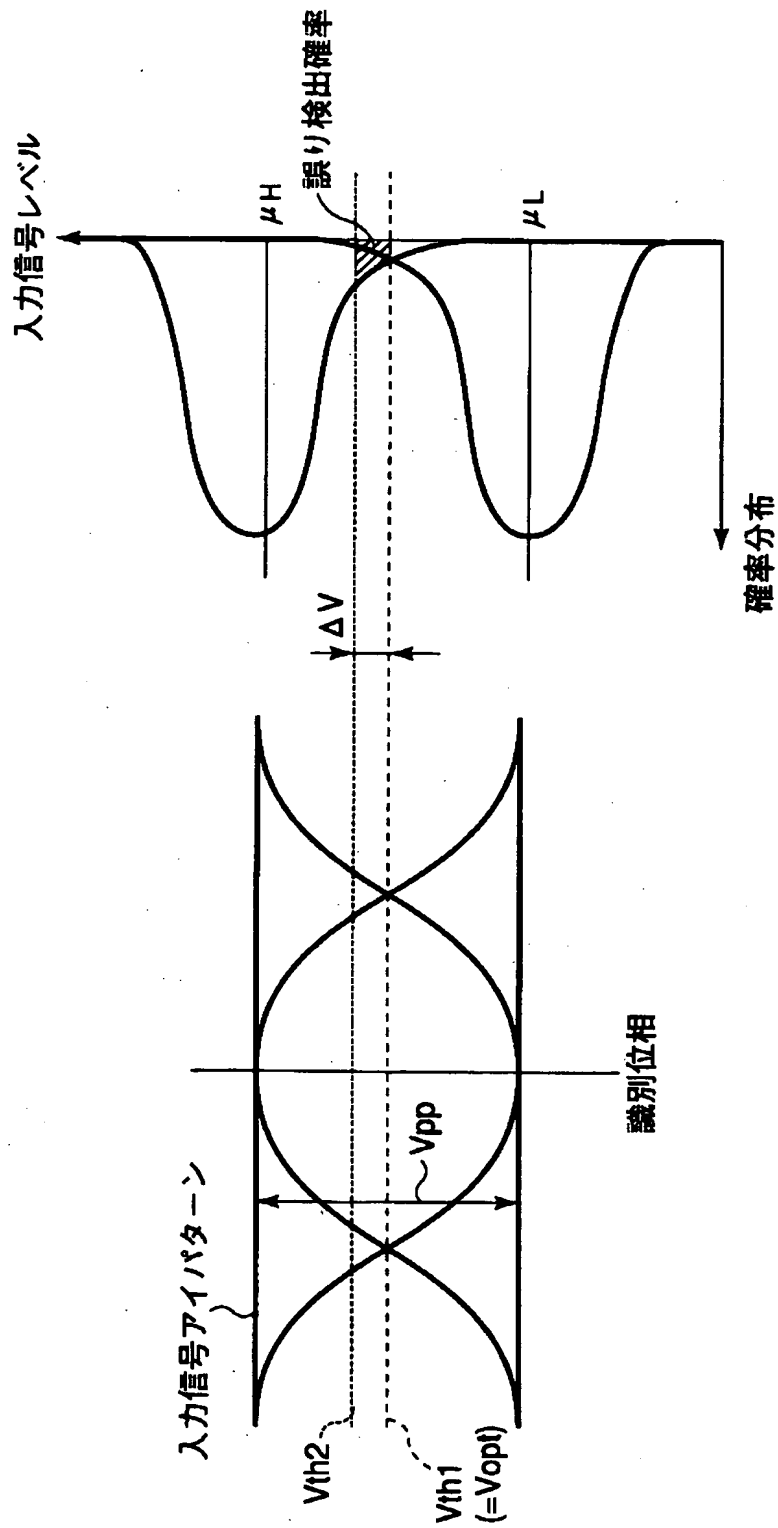
【図15】



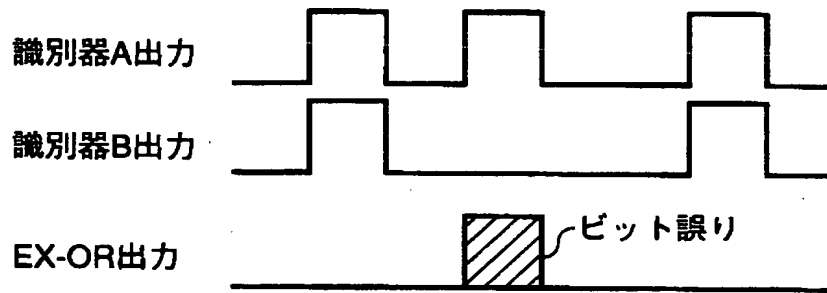
【図 16】



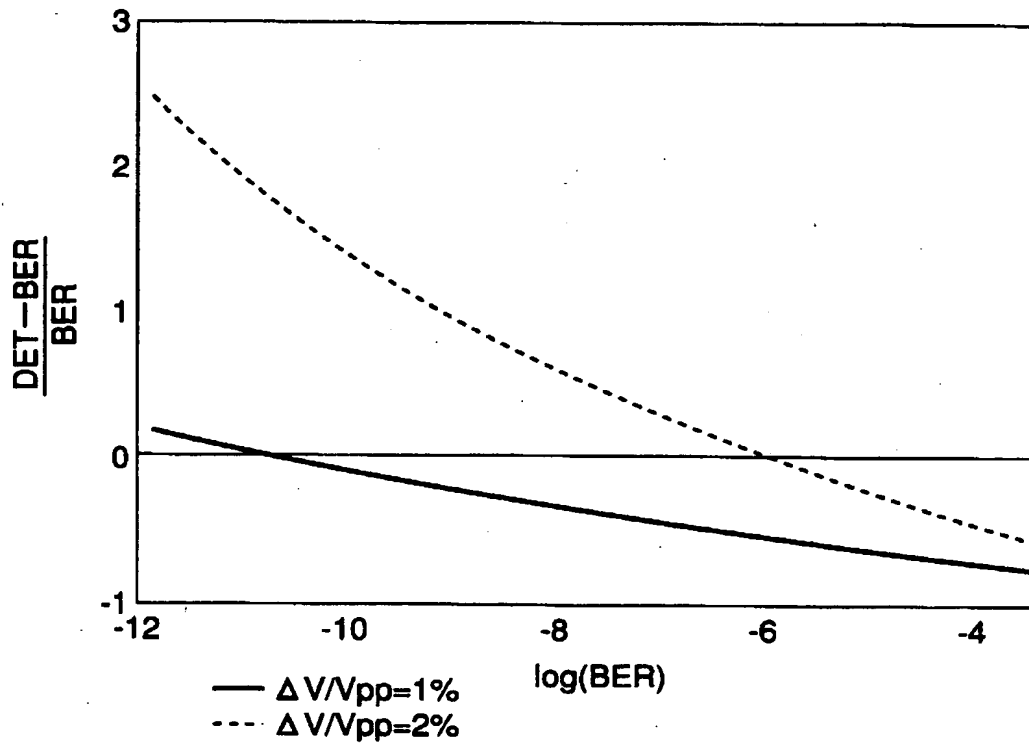
【図 17】



【図 1 8】



【図 1 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ビット比較方式による回線品質監視の精度を向上させる。

【解決手段】 識別器（A）3，識別器（B）4は、それぞれの識別レベルと受信信号のレベルとを比較し、タイミング抽出部8で抽出されたクロックの位相で識別を行う。それぞれの識別器の出力は、排他的論理和回路9に輸入され、ビット比較される。誤り率算出部10は、排他的論理和回路9の出力ビットと、タイミング抽出部8で抽出されたクロックとをカウントし、誤り率を算出する。振幅検出部5は入力信号の振幅を検出し、雑音電力検出部6は入力信号に含まれる雑音電力を検出する。識別レベル制御部7は、識別器（A）3の識別レベルと識別器（B）4の識別レベルとのレベル差を、振幅検出部5の出力に反比例し、雑音電力検出部6の出力に比例するように制御する。これにより、広い誤り率の範囲にわたって、誤り率算出部10における検出誤差を小さくできる。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003078]

1. 変更年月日 1990年 8月22日
[変更理由] 新規登録
住 所 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
氏 名 株式会社東芝
2. 変更年月日 2001年 7月 2日
[変更理由] 住所変更
住 所 東京都港区芝浦一丁目1番1号
氏 名 株式会社東芝